

Control de histéresis de la corriente del condensador de salida de un reductor operando a frecuencia constante

Santa C. Huerta¹, P. Alou¹, J.A. Oliver¹, O. Garcia¹, J.A. Cobos¹, A. Abou-Alfotouh²

¹ Universidad Politécnica de Madrid
Centro de Electrónica Industrial
Madrid, SPAIN
e-mail: conihuerta@etsii.upm.es

² Enpirion Inc.
685 Route 202/206
Bridgewater, NJ 08807 USA
e-mail: aalfotouh@enpirion.com

Abstract- La combinación del control no-lineal y lineal propuesto en [1] presenta una muy rápida respuesta dinámica (escalones de tensión de 1 V a 1,5 V en 2 μ s). Este control se basa en el control de histéresis de la corriente del condensador de salida (C_{out}). Sin embargo, el sistema es muy sensible a diferentes efectos parásitos que modifican la frecuencia de conmutación tales como: variación de la tensión de entrada, tensión de salida, etc. En este artículo se propone un lazo de frecuencia adicional para corregir las variaciones de frecuencia y ajustar la frecuencia de conmutación al valor nominal mediante el ajuste de la banda de histéresis. El diseño y análisis del lazo no-lineal, lineal y el lazo de frecuencia son presentados en detalle este artículo. Para la validación experimental se ha construido un convertidor reductor a 5 MHz. La respuesta dinámica del convertidor ante escalones de tensión en la referencia (escalones de 1,5 V a 2,5 V y de 2,5 V a 1,5 V) es rápida y mantiene constante la frecuencia de conmutación en estado estacionario.

I. INTRODUCCIÓN

Muchas aplicaciones hoy en día demandan una rápida respuesta dinámica. Además, de los requerimientos dinámicos el tamaño es un factor importante. El objetivo de trabajar a altas frecuencias es el de reducir el tamaño de los componentes (principalmente bobina y condensador), hacer más fácil la integración y mayor portabilidad de los dispositivos electrónicos. En la literatura, hoy en día se pueden encontrar muchas técnicas de control para conseguir una rápida respuesta dinámica. Una de ellas es la combinación del control no lineal más lineal propuesta por [1-22]. En la Figura 1 se muestra el esquema de control presentado en [1], esta técnica presenta una rápida respuesta dinámica dada por el lazo no-lineal y una buena regulación de la tensión de salida (lazo lineal). La respuesta ante escalones de carga de 1 a 1,5 V es muy rápida aproximadamente en 2 μ s. Para poder conseguir esta rápida respuesta dinámica, el lazo no lineal se basa en la medida de la corriente del condensador de salida. Esta técnica tiene muy buenas prestaciones dinámicas tanto para escalones de carga como para escalones de tensión.

No obstante, este control presenta algunas limitaciones para ser producido a gran escala: su frecuencia es variable. Esta variación de la frecuencia puede ser producida por diferentes factores: variaciones en la tensión de entrada, variaciones en la tensión de salida, variación en la capacidad de los componentes, añadir condensadores en paralelo, envejecimiento, etc. En este artículo se propone añadir un lazo

de frecuencia (adicional al lazo lineal y no-lineal) para ajustar las variaciones de frecuencia y ajustar la frecuencia de conmutación al valor nominal. El lazo de frecuencia hace posible que la técnica de control no lineal opere a frecuencia de conmutación constante.

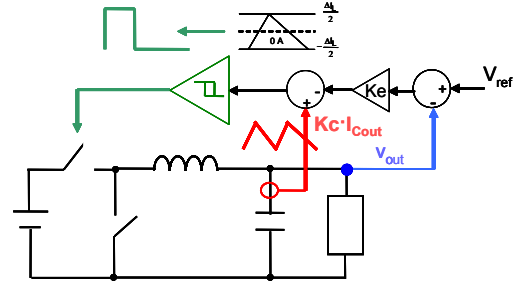


Figura 1. Esquema de control del lazo no-lineal y lineal.

II. MEDIDA DE CORRIENTE DEL CONDENSADOR DE SALIDA

Para conseguir una rápida respuesta dinámica, el lazo no-lineal mide la corriente del condensador de salida [1]. El circuito de medida es una red RLC en paralelo con el condensador de salida (Figura 2). La implementación física del lazo espejo se hace usando un amplificador de transimpedancia (Figura 3). La rama espejo (red RLC) está diseñada igualando las constantes de tiempo (ecuaciones 1 y 2) y escalando las impedancias por un factor "n" (ecuación 3). La ganancia del lazo no-lineal (K_c) está dada por la ecuación (4). En [22] se presenta la metodología de diseño del sensor de corriente.

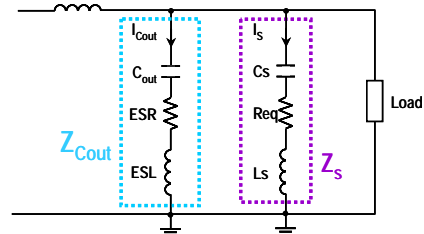


Figura 2. Medida de la corriente del condensador de salida (red RLC).

$$ESR \cdot C_{out} = Req \cdot Cs \quad (1)$$

$$ESL \cdot C_{out} = Ls \cdot Cs \quad (2)$$

$$n \cdot |Z_{Cout}| = |Z_s| \quad (3)$$

III. ANÁLISIS DE TOLERANCIAS

En esta sección se explican las variables que modifican la frecuencia de conmutación del convertidor. La red RLC se diseña escalando el valor nominal de la impedancia del condensador de salida, cualquier diferencia entre estas dos impedancias causa error en la medida y produce una desviación de la frecuencia.

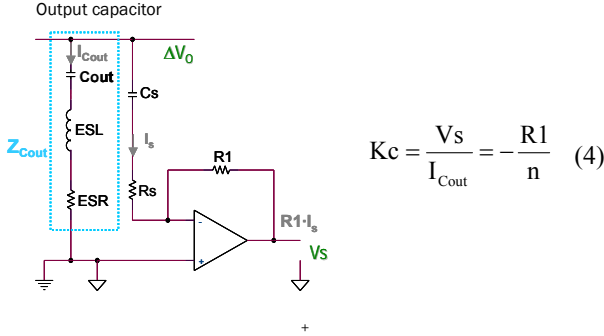


Figura 3. Implementación física del sensor de corriente (red RLC).

A. Condensador de salida (C_{out})

La desviación en el valor de la capacidad depende de la tolerancia del dieléctrico y del envejecimiento. El correcto funcionamiento del sensor depende principalmente de la posición donde se encuentre la frecuencia de conmutación del convertidor (f_{sw}) y la frecuencia de resonancia (f_{res}) del C_{out} . Si la $f_{sw} > f_{res}$, la impedancia del C_{out} presenta un comportamiento inductivo (Figura 4). Sin embargo, si la $f_{sw} < f_{res}$, la impedancia del C_{out} presenta un comportamiento capacitivo. Si el sensor se diseña para el lado inductivo, la f_{res} siempre debería estar por debajo de la f_{sw} para garantizar el buen funcionamiento del sensor. Por lo tanto, el comportamiento de la impedancia a la f_{sw} debería ser el mismo para todas las variaciones de las tolerancias del condensador de salida.

Las variaciones en las tolerancias del condensador de salida pueden producir desviación en la frecuencia de conmutación. Por ejemplo, cuando el sensor se diseña para el lado capacitivo, un decremento de 20% en el valor de la capacidad resulta aproximadamente en un incremento de 20 % en la frecuencia de conmutación y viceversa. Si el sensor está diseñado para el lado inductivo, una desviación en la capacidad no afecta la f_{sw} pero, un incremento de 2% en el valor de la ESL resulta en un incremento de aproximadamente 2% de la frecuencia de conmutación y viceversa.

B. Tolerancia en el ancho de banda (ΔB) y ganancia en lazo abierto (A_{DC}) del amplificador operacional (Op-Amp)

La red RLC se ajusta usando el ancho de banda y la ganancia en continua del amplificador de trans-impedancia (ver las ecuaciones 5, 6 y 7). Por lo tanto, el diseño del sensor de corriente es sensible al ancho de banda (ΔB) y ganancia en continua del Op-Amp (A_{DC}). La desviación en el ΔB o A_{DC} afecta la frecuencia de conmutación. Por ejemplo, una tolerancia de -15% en el ΔB del Op-Amp produce una variación de -15% en la frecuencia de conmutación.

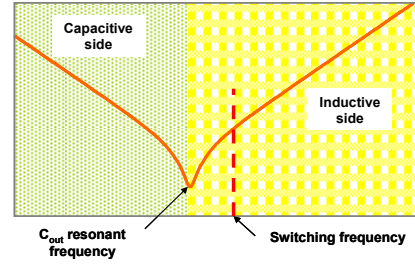


Figura 4. Impedancia del condensador de salida (C_{out}).

$$L_s = \frac{R1}{\Delta B} \quad (5)$$

$$R_i = \frac{R1}{A_{DC}} \quad (6)$$

$$R_s = R_{eq} - R_i \quad (7)$$

C. Tensión de entrada (V_{in}) y tensión de salida (V_{out})

Las variaciones en la V_{in} y la V_{out} producen desviaciones en la frecuencia de conmutación, esto se debe al cambio en el rizado de la corriente por la bobina. Por ejemplo, si el rango de variación en la tensión de entrada es de 2,7 V a 5 V y el rango variación en la tensión es de salida de 1 V a 2 V y se considera como caso nominal 5 V de entrada y 1 V de salida, la desviación de frecuencia que se obtiene considerando las máximas y mínimas variaciones de tensión es de + 59% y - 35% del valor nominal (5 MHz).

D. Añadir un condensador externo en paralelo al C_{out}

En algunas aplicaciones, la carga tiene un condensador de desacoplo. El sensor de corriente está diseñado y ajustado para el condensador de salida del convertidor y este condensador adicional no está tomado en cuenta en el diseño del sensor. El añadir este condensador en paralelo con el C_{out} produce un error en la medida del sensor y éste a su vez genera una desviación en la frecuencia.

D.1 El condensador externo es igual que el C_{out} del convertidor

El añadir condensadores en paralelo al C_{out} produce una desviación en la medida sin embargo, la corriente sensada por C_{out} y la corriente actual están en fase (Figura 5). La tabla 1 muestra las variaciones en la f_{sw} cuando se añaden condensadores en paralelo al C_{out} (el condensador cerámico añadido es de igual valor que el condensador de salida del convertidor).

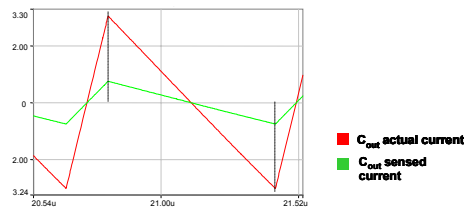


Figura 5. Añadir condensadores de igual valor en paralelo al C_{out} . La corriente C_{out} y la corriente actual están en fase.

Paraleled C_{out}	Frequency
1	5MHz
2	2.6MHz
4	1.3MHz
6	.8MHz

Tabla 1. Añadir C_{out} en paralelo causa desviación en la f_{sw} .

D.2 El condensador añadido es diferente que el condensador de salida del convertidor

Los condensadores de desacoplo pueden presentar diferente impedancia a una frecuencia determinada que el C_{out} del convertidor, y esta diferencia puede afectar la corriente medida y por lo tanto el funcionamiento del sistema. Algunos ejemplos de estos condensadores son: condensadores de tántalo, condensadores OSCON, diferentes tipos de condensadores cerámicos, etc.

La Figura 6 muestra una comparación entre las impedancias de condensadores de tántalo. A 5 MHz (frecuencia de conmutación) los condensadores de tántalo de alta impedancia (Caso 1: $C=220\text{ }\mu\text{F}$, $\text{ESR}=0.17\text{ }\Omega$ y $\text{ESL}=1.4\text{ nH}$) no afectan el funcionamiento del sistema en estado estacionario. Sin embargo, los condensadores de baja impedancia (Caso 2: $C=330\text{ }\mu\text{F}$, $\text{ESR}=10\text{ m}\Omega$ and $\text{ESL}=0.7\text{ nH}$) producen una desviación en la medida de corriente del sensor (ver figura 6).

Por ejemplo, añadir un condensador externo OSCON de 4 mF (siendo $10\text{ }\mu\text{F}$ el condensador de salida del convertidor) incrementa el valor de la capacitancia equivalente en +39,900 %, sin embargo la impedancia equivalente a la f_{sw} solo se reduce un -82% esto es debido a que nos encontramos trabajando en el lado inductivo. Esta variación de -82% en la impedancia equivalente genera una variación de -99% en la frecuencia de conmutación.

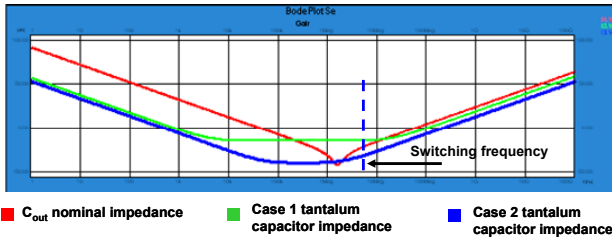


Figura 6. Medidas de las impedancias de los condensadores de tántalo. Los condensadores de tántalo de baja impedancia (caso 2) producen desviaciones en la medida de la corriente sensada y la corriente por C_{out} .

En conclusión, el efecto de añadir un condensador externo en paralelo con el condensador de salida no depende del

cambio de la capacidad equivalente sino del valor de la impedancia equivalente del condensador a la f_{sw} .

IV. ESQUEMA DE CONTROL PROPUESTO

Figura 7 se muestra el esquema de control propuesto para conseguir un convertidor con una rápida respuesta dinámica con frecuencia de conmutación constante. El esquema de control se compone básicamente de tres lazos de control: el lazo no-lineal, el lazo lineal de tensión y el lazo de frecuencia.

El funcionamiento del lazo no-lineal (lazo de corriente) consiste en dejar al convertidor cerca del estado estable con una buena exactitud. El funcionamiento del lazo de tensión lineal esta diseñado para proporcionar una mejor regulación de la tensión de salida en estado estable. Finalmente, la contribución del lazo de frecuencia es regular la frecuencia de conmutación (f_{sw}) del convertidor alrededor de la frecuencia nominal evitando las desviaciones de frecuencia producidas por los efectos parásitos presentados en la sección III. El ajuste de la banda de histéresis se obtiene variando dinámicamente la banda de histéresis (H) por medio de una señal de comando generada por el lazo de frecuencia.

V. DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL Y EJEMPLO DE DISEÑO

En esta sección se presenta el diseño de los lazos de control, aplicado a un ejemplo de diseño. Las especificaciones de entrada para el ejemplo son: $V_{in}=3\text{ V}$, $V_{out}=1\text{ V}$, $C_{out}=4\text{ }\mu\text{F}$, $\text{ESR}=4.5\text{ m}\Omega$, $\text{ESL}=450\text{ pH}$ and $f_{sw}=5\text{ MHz}$.

La metodología de diseño de los lazos de control se basa en los siguientes pasos:

1.- Diseño del sensor de corriente: Para este ejemplo se ha seleccionado una ganancia K_c del sensor de corriente igual a 1 V/A. El análisis en detalle del sensor de corriente es explicado en [22].

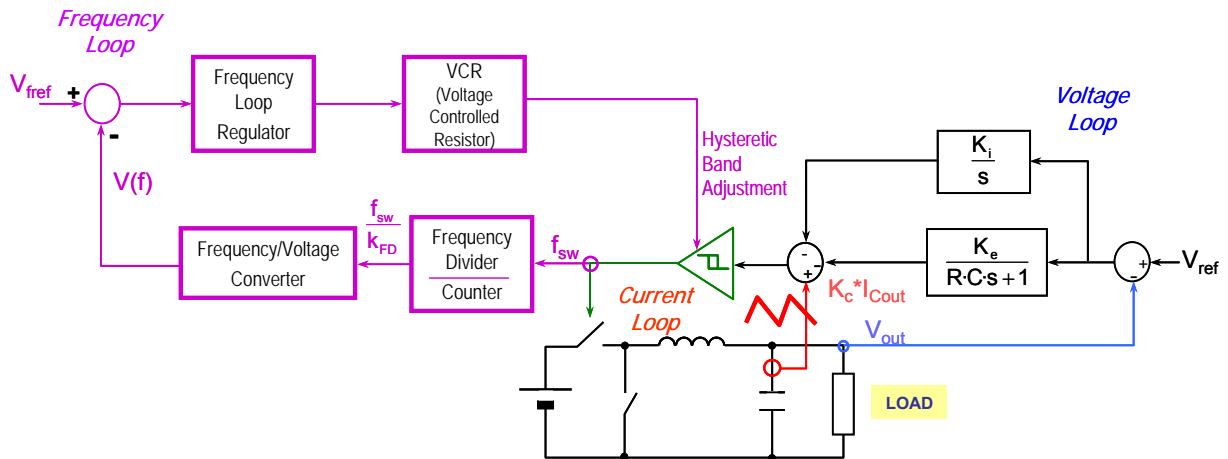


Figura 7. Esquema de control propuesto para conseguir una rápida respuesta dinámica y frecuencia de conmutación constante.

2.- Diseño del lazo lineal de tensión: Para el diseño del lazo tensión lineal se tiene que garantizar:

A. El máximo ancho de banda del lazo de tensión lineal. Si la f_{sw} es menor que la frecuencia de resonancia (f_{res}) el ancho de banda del lazo de tensión debe limitarse a una décima parte de la f_{sw} , pero si la f_{sw} se encuentra por encima de f_{res} el ancho de banda del lazo lineal debe limitarse a una décima parte de la f_{res} [1]. Para el ejemplo de diseño se tiene que $f_{res} < f_{sw}$, por tanto el ancho de banda del lazo de tensión lineal debe limitarse a una décima parte de la f_{res} , en este caso $\Delta B \leq 377$ kHz. EL ancho de banda seleccionado es igual a 150 kHz.

$$\Delta B \leq \min\left(\frac{f_{sw}}{10}, \frac{f_{res}}{10}\right) \quad (8)$$

B. Criterio de diseño para escalones en la tensión de referencia. El procedimiento de diseño del lazo de tensión se ha diseñado siguiendo los procedimientos de diseño para aplicaciones de escalado dinámico de tensión (Dynamic Voltage Scaling DVS). En estas aplicaciones la tensión de salida necesita regularse de forma dinámica. El tracking time (t_{track}) se define como el tiempo que necesita la tensión de salida para pasar de un valor inicial a un valor final cuando ocurre un escalón en la tensión de referencia.

B.1.- Calcular el t_{track} . La relación entre el t_{track} y el ancho de banda del lazo de tensión está dada por la ecuación (9). Con la ecuación (9) se calcula el ancho de banda mínimo requerido para conseguir el t_{track} seleccionado [18]. Para este ejemplo el mínimo t_{track} para el ancho de banda seleccionado ($\Delta B = 150$ kHz) es de 2.12 μs .

$$\Delta B(Hz) = \frac{1}{\pi \cdot t_{track}} \quad (9)$$

B.2.- Calcular la ganancia del lazo de tensión lineal (K_e).

El lazo de tensión controla la fuente de corriente que representa al reductor y el circuito de histéresis. Esta fuente de corriente inyecta corriente al C_{out} y a la carga.

Este lazo de tensión solo requiere una ganancia K_e para seguir la tensión en la referencia [1]. La ecuación (10) proporciona la ganancia K_e requerida para alcanzar el t_{track} independientemente del tamaño del escalón en la tensión de referencia. En el ejemplo de diseño la ganancia K_e que garantiza un t_{track} de (2.12 μs) es igual a 3.77.

$$\frac{K_e}{K_c} = \frac{2 \cdot C}{t_{track}} \quad (10)$$

C. Criterio de no interacción con el lazo no-lineal. La ganancia del lazo lineal K_e debe limitarse para evitar la amplificación del ruido de la tensión de salida y su interacción con el lazo de corriente [1]. Por lo que la ecuación (11) debe cumplirse para garantizar el criterio de no interacción entre los lazos.

$$\frac{K_e \cdot \Delta V_{pp}}{K_c \cdot \Delta I_L} \ll 1 \Rightarrow Z_{Cout}(f_{sw}) \cdot \frac{K_e}{K_c} \ll 1 \quad (11)$$

D.- Análisis de estabilidad. La parte no lineal del sistema (convertidor reductor + control de histéresis) es modelada como una fuente de corriente (Figura 8). Este modelo es válido para frecuencias menores que $f_{sw}/5$. El valor de la fuente de corriente es $I_{Cout} = I_{ref}/K_c$.

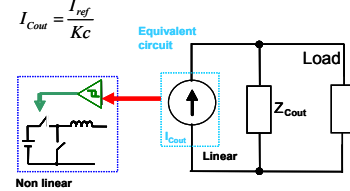


Figura 8. Circuito equivalente del lazo no-lineal.

Para garantizar el criterio de no interacción y la estabilidad del sistema es necesario añadir un polo en la frecuencia de resonancia del condensador de salida.

Figura 9 se muestra el modelo promediado del lazo de tensión externo con un polo en la frecuencia de resonancia del C_{out} ($K_e/(R \cdot C \cdot s + 1)$). La Figura 0 muestra la ganancia en lazo abierto del lazo de tensión externo con un polo en la f_{res} .

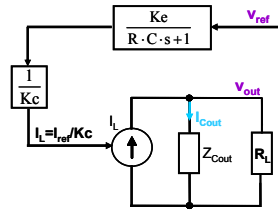


Figura 9. Modelo promediado del lazo de tensión externo sin integrador.

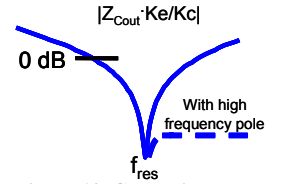


Figura 10. Ganancia en lazo abierto del lazo de tensión externo: $Z_{Cout} \cdot K_e / K_c$.

En la Figura 1 muestra los resultados de simulación de la función de transferencia en lazo abierto (V_{out}/V_{ref}) del ejemplo de diseño. Los resultados de simulación validan la metodología de diseño, el sistema es estable, el margen de fase es de 102° y el ancho de banda es de 140.9 kHz. Este esquema de control tiene error en continua debido a que no hay integrador en el regulador del lazo de tensión.

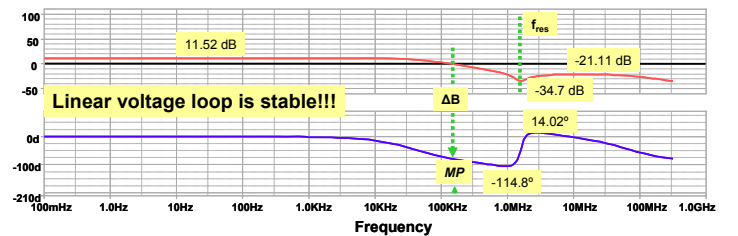


Figura 11. Función de transferencia en lazo abierto (V_{out}/V_{ref}) con carga resistiva. El margen de fase es igual a 102° y el ΔB igual a 140.9 kHz.

E. Diseño para eliminar error en continua. La Figura 2 muestra el integrador añadido para eliminar el error en

continua. La figura 13 muestra la función de transferencia en lazo abierto con integrador para reducir el error en continua. Este integrador está diseñado para tener una ganancia alta a bajas frecuencias sin afectar la estabilidad del sistema y el ancho de banda del lazo de tensión lineal. Para el ejemplo de diseño la ganancia del integrador K_i es igual a 94240 y el ancho de banda seleccionado para el integrador es de 15 kHz.

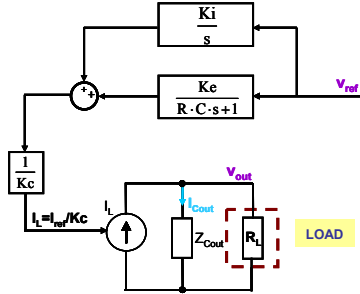


Figura 12. Modelo promediado del lazo de tensión externo con integrador (K_i/s) para reducir el error en continua.

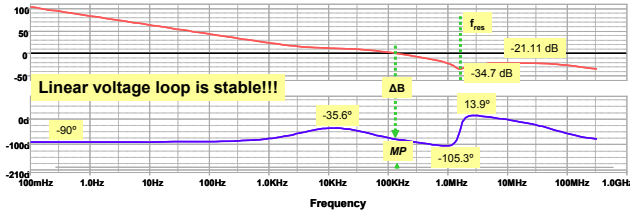


Figura 13. Función de transferencia en lazo abierto (V_{out}/V_{ref}) con carga resistiva y con integrador (K_i/s). El margen de fase es igual a 102° y el ΔB es igual a 140.9 kHz.

F.- Respuesta ante escalones de carga: La respuesta dinámica de esta estrategia de control ante escalones de carga es muy rápida gracias al control por histéresis. Sin embargo, la respuesta también depende del lazo de tensión por lo que el lazo de tensión debe ser rápido. Por lo tanto, una vez diseñado el lazo de tensión, la respuesta ante escalones de carga debe validarse mediante simulación.

3.- Diseño del lazo de frecuencia: La función del lazo de frecuencia es evitar las variaciones de frecuencia (envejecimiento, temperatura, etc.) y ajustar la frecuencia de conmutación al valor nominal mediante el ajuste de la banda de histéresis. La figura 14 muestra el diagrama a bloques del lazo de frecuencia. El lazo de frecuencia tiene cinco bloques: el divisor de frecuencia (contador), el convertidor frecuencia a tensión (FVC), el regulador del lazo de frecuencia, la resistencia controlada por tensión (VCR) y el circuito de histéresis.

A. El divisor de frecuencia (contador). El divisor de frecuencia se basa en contadores binarios asíncronos y la función de este bloque es escalar la frecuencia de conmutación (dividir la f_{sw} por un K_{FD} veces). Esto es necesario debido a que la salida de este bloque va a un convertidor frecuencia tensión y los FVC comerciales trabajan en el rango de las decenas de kHz. Para el

ejemplo de diseño la f_{sw} es dividida 1125 veces.

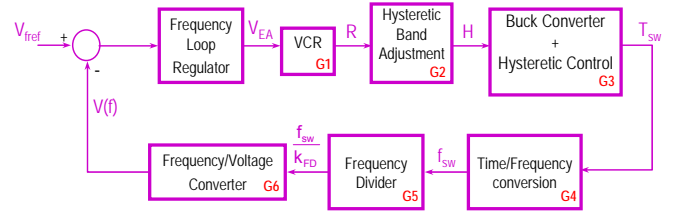


Figura 14. Diagrama a bloques del lazo de frecuencia.

B. El convertidor frecuencia a tensión (FVC). Este bloque convierte la frecuencia de entrada (frecuencia de conmutación) en una tensión proporcional (ver ecuación 12). La tensión proporcional se define aproximadamente como:

$$V(f) = V_{cc} \cdot R \cdot C \cdot \frac{f_{sw}}{K_{FD}} \quad (12)$$

C. La Resistencia controlada por tensión (VCR). La VCR tiene una resistencia drenador fuente que puede ser controlada por la tensión aplicada en la puerta fuente (V_{GS}). La VCR es considerada como una resistencia variable y el valor depende del la tensión aplicada en V_{GS} (tensión del comando del lazo de frecuencia V_{EA}). El valor teórico aproximado de la resistencia (R_{dsON}) esta dada por:

$$R_{dsON} = \frac{R_{dsVg}}{1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}} \quad (13)$$

Para el ejemplo de diseño se ha seleccionado la VCR2N (resistencia controlada por tensión JFET). Las características del JFET de canal n son: rango de R_{dsVg} de 20 Ω a 60 Ω y un rango de V_{GS} de -3.5 V a -7 V.

D. El circuito de histéresis

La figura 15 muestra el circuito de histéresis utilizado para ajustar la banda de histéresis. La ecuación (14) muestra que las variaciones en R_4 (VCR) producen variaciones en la banda de histéresis (H). El valor de la banda de histéresis (H) depende de la tensión aplicada a la resistencia variable (VCR), del lazo de frecuencia y del circuito de histéresis. Por lo tanto, el ajuste de estos parámetros permite ajustar la banda de histéresis y mantener constante la frecuencia de conmutación. La figura 16 muestra la capacidad de regulación (mediante simulación). Las variaciones en R_4 (VCR2N) producen variaciones en la banda de histéresis de +70% (2.94 MHz) y -35 % (7.7 MHz) alrededor del caso nominal (5 MHz).

$$H = \frac{\frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_4 + R_1 + R_2} \cdot R_1 \cdot V_{cc}}{\left(R_3 + \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_4 + R_1 + R_2} \right) \cdot (R_1 + R_2)} \quad (14)$$

E. Regulador del lazo de frecuencia

Una vez diseñado y validado mediante simulación el lazo de tensión lineal y no-lineal. Para poder diseñar el regulador del lazo de frecuencia es necesario linealizar el sistema alrededor

de un punto de trabajo. El modelo de pequeña señal se diseña tomando en cuenta las variaciones de ganancia (las variaciones son producidas por la VCR, V_{in} y V_{out}) y linealizando las ganancias del lazo de frecuencia alrededor de un punto de trabajo (5 MHz). Para este ejemplo el ancho de banda para el lazo de frecuencia es de 240 Hz y la ganancia en continua es de 60 dB.

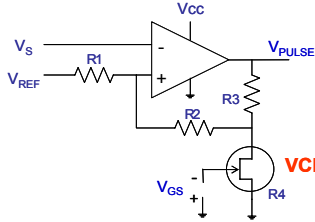


Figura 15. Circuito de histéresis utilizado para ajustar las variaciones de frecuencia.

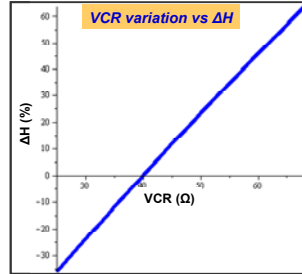


Figura 16. Ejemplo de la capacidad de regulación.

El lazo de frecuencia debe ser lento (ancho de banda menor que 1,5 kHz) para evitar interacciones con los lazos de tensión y de corriente. Además, la finalidad del lazo de tensión es mantener constante la frecuencia de conmutación en estado estacionario, por lo que los requerimientos dinámicos no son muy restrictivos. La figura 17 muestra la ganancia en lazo abierto del lazo de frecuencia considerando las variaciones de ganancia (considerando la variación máxima, nominal y mínima de GH: tomando en cuenta variaciones máximas en la VCR y variaciones máximas en la V_{in} y V_{out}).

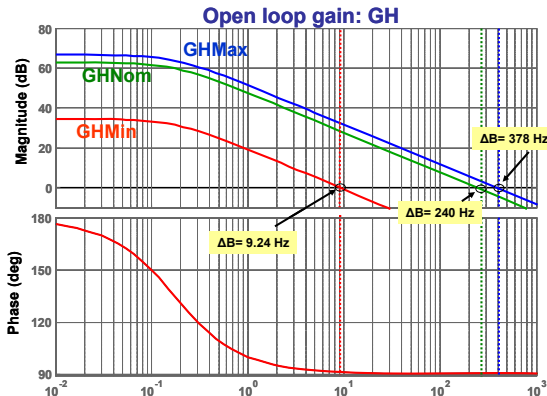


Figura 17. Variaciones máximas, nominal y mínimas de GH ($\text{error}_f/V(f)$), considerando: variaciones máximas de VCR y variaciones en la tensión de entrada y la tensión de salida.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para la validación de la metodología de diseño del esquema de control propuesto se ha construido un convertidor reductor síncrono a 5 MHz. El amplificador de trans-impedancia utilizado para el sensor es el AD8061 ($\Delta B = 300$ MHz).

Los resultados experimentales muestran un correcto funcionamiento del convertidor reductor durante un escalón de carga. La figura 18 muestra una rápida respuesta dinámica ante escalones de tensión en la referencia (escalones de 1,5 V a 2,5 V y de 2,5 V a 1,5 V) a la vez que un pequeño rizado en la

tensión de salida (6 mV). También el criterio de no interacción se ha validado experimentalmente.

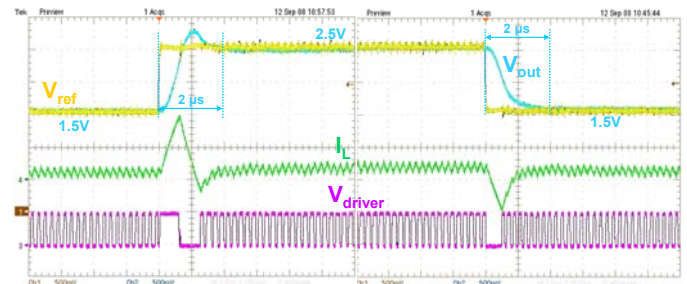


Figura 18. Escalón en la referencia de tensión (V_{ref}) de 1,5 V a 2,5 V en 2 μ s (1 μ s/div), V_{out} (500 mV/div), I_L (5 A/div).

Las variaciones en la V_{out} producen variaciones en la frecuencia de conmutación. La figura 19 muestra cómo el comando del lazo de frecuencia ajusta la banda de histéresis para mantener constante la frecuencia de conmutación. La respuesta dinámica del lazo de frecuencia es lenta y toma 4 segundos para ajustar la banda de histéresis a su nuevo estado estable.

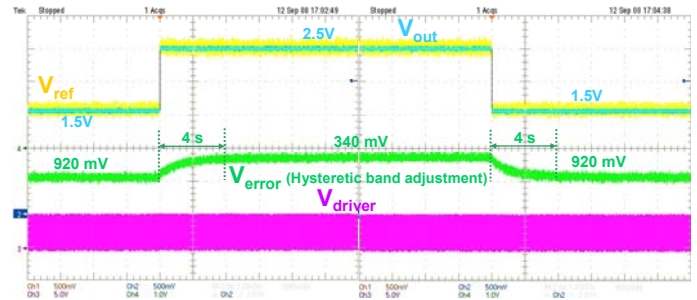


Figura 19. El lazo de frecuencia ajusta la banda de histéresis para mantener la f_{sw} constante (alrededor de 5 MHz). Escalón en la tensión de referencia (V_{ref}) de 1,5 V a 2,5 V V_{out} (500 mV/div), V_{error} (1 V/div).

La figura 20 muestra la regulación ante escalones de carga de 45 A/ μ s. La desviación de la tensión de salida ante escalones de 0 A a 1 A y de 1,7 A a 0 A es de aproximadamente 50 mV, siendo el condensador de salida de sólo 4 μ F (4 \cdot 1 μ F). El tiempo de recuperación de la tensión de salida a su estado estable es de aproximadamente 1,2 μ s.

VII. CONCLUSIONES

La técnica de control propuesta en [1] presenta una rápida respuesta dinámica. Sin embargo, esta técnica de control es de frecuencia variable. En este artículo se analizan los parámetros que modifican la frecuencia de conmutación. Se propone añadir un lazo adicional para evitar las desviaciones de frecuencia. Por lo tanto, el lazo de frecuencia hace posible el uso de la técnica de control no-lineal operada a f_{sw} constante.

La metodología de diseño del lazo de tensión (basada en los criterios de estabilidad y de respuesta dinámica) y el lazo de

frecuencia son presentados en detalle en este artículo y validados mediante simulación y experimentalmente. Los resultados experimentales muestran un convertidor reductor con una rápida respuesta dinámica (escalones en la tensión de referencia de 1,5 V a 2,5 V y de 2,5 V a 1,5 V en 2 μ s). El criterio de no-interacción entre los lazos es validado mediante simulación y experimentalmente.

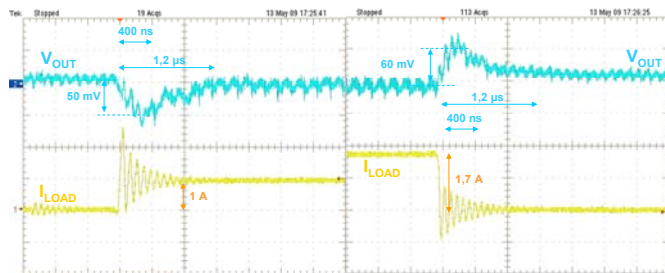


Figura 20. El lazo de frecuencia no interfiere con el lazo de corriente ante un escalón de carga de 45A/ μ s. (40 μ s/div), V_{out} (50 mV/div), I_{load} (1 A/div).

REFERENCIAS

- [1] A. Soto, P. Alou and J.A. Cobos, "Non-Linear Digital control Breaks Bandwidth Limitations", in Proceedings of 2006 Applied Power Electronics Conference APEC '06.
- [2] A. Abou-Alfotouh, A. Lotfi and M. Orabi, "Compensation Circuit Design Considerations for high Frequency DC/DC Buck Converters with Ceramic Output Capacitors", in Proceedings of the IEEE 2006 Applied Power Electronics Conference APEC '07.
- [3] D. Goder, and W. R. Pelletier, "V2 architecture provides ultra-fast transient response in switch mode power supplies", in Proceedings of HFPC Power Conversion 1996.
- [4] K. Leung and H. S. Chung, "Dynamic hysteresis band control of the buck converter with fast transient response," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 52, no. 7, Jul. 2005.
- [5] G. Schuellein, "Current sharing of redundant synchronous buck regulators powering high performance microprocessors using the V2 control method", in Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'98.
- [6] S. Qu, "Modeling and Design Considerations of V2 Controlled Buck Regulator", in Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'01.
- [7] W. Huang, "A New Control for Multi-phase Buck Converter with Fast Transient Response", in Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'01.
- [8] G. Feng, E. Meyer, and Y.F. Liu, "Novel digital controller improves dynamic response and simplifies design process of voltage regulator module," in Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'07.
- [9] E. Meyer, Z. Zhang and Y.-F. Liu, "An Optimal Control Method for Buck Converters Using a Practical Capacitor Charge Balance Technique", in IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, July 2008.
- [10] Z. Zhao and A. Prodic, "Continuous-Time Digital Controller for High-Frequency DC-DC Converters", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, pp. 564-573, March 2008.
- [11] A. Costabeber, L. Corradini, P. Mattavelli and S. Saggini, "Time optimal, parameters-insensitive digital controller for DC-DC buck converters", in Proc. Conf. PESC'08.
- [12] D. Biel, L. Martinez, J. Tenor, B. Jammes and J.C. Marpinard, "Optimum dynamic performance of a buck converter", in Proc. IEEE ISCAS'96.
- [13] V. Yousefzadeh, A. Babazadeh, B. Ramachandran, E. Alarcon, L. Pao and D. Maksimovic, "Proximate Time-Optimal Digital Control for Synchronous Buck DC-DC Converters", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, pp. 2018 - 2026, July 2008.
- [14] V. Yousefzadeh and S. Choudhury, "Nonlinear digital PID controller for DC-DC converters", in Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'08.
- [15] H. Haitao, V. Yousefzadeh and D. Maksimovic, "Nonlinear Control for Improved Dynamic Response of Digitally Controlled DC-DC Converters", in Proc. Conf. PESC'06, June 2006.
- [16] A. Barrado et al., "New DC-DC Converter With Low Output Voltage and Fast Transient Response", in Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'03.
- [17] A. Barrado, R. Vázquez, E. Olías, A. Lázaro and J. Pleite, "Fast Transient Response In Hybrid Sources with Combined Linear-Non-Linear Control", pp. 1599-1604, PESC'02, 2002.
- [18] A. Soto, P. Alou, and J.A. Cobos, "Design Methodology for Dynamic Voltage Scaling in the Buck Converter", in Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'05.
- [19] A. Soto, A. de Castro, P. Alou, J.A. Cobos, J. Uceda and A. Lotfi, "Analysis of the Buck Converter for Scaling the Supply Voltage of Digital Circuits", in Proceedings of the IEEE 2003 Applied Power Electronics Conference APEC'03.
- [20] S. K. Changchien, T.J. Liang, J.F. Chen, L.S. Yang, "Fast Response DC/DC Converter with Transient Suppression Circuit" in Proc. Conf. PESC06, June 2006.
- [21] R. Redl, B. P. Erisman, and Z. Zansky, "Optimizing the load transient response of the buck converter," in Proc. IEEE APEC Conf. 1998, Volume 1, 15-19 Feb. 1998, pp. 170 – 176.
- [22] S.C. Huerta, P. Alou, J.A. Oliver, O. Garcia, J. A. Cobos, A. Abou-Alfotouh, "Design methodology of a non-invasive sensor to measure the current of the output capacitor for a very fast non-linear control", IEEE Applied Power Electronics Conference APEC'09.